

一种低漏电流六开关光伏逆变器

张建雯,马海啸,简家宏,刘跃能

(南京邮电大学 自动化学院、人工智能学院,江苏 南京 210023)

摘要:为了消除单相非隔离型光伏逆变器的漏电流,提出了一种低漏电流六开关光伏逆变器拓扑。该拓扑由一个倍压电路、一个共地型三电平逆变电路和一个LC输出滤波电路构成。倍压电路有效提高了直流侧电压的利用率。此外,通过对逆变器直流侧和交流侧的共地处理,可以完全消除漏电流。针对提出的新型单相非隔离光伏逆变器,通过对电路拓扑工作模态的分析,给出了一种与之相适应的正弦脉宽调制(SPWM)方案以及飞跨电容的选取方法。设计了一台输出功率为100 W的原理样机,通过仿真和实验验证了理论分析的正确性。

关键词:光伏发电;单相逆变器;漏电流;非隔离;共地型;倍压电路

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed26188

A Six-switch Photovoltaic Inverter with Low Leakage Current

ZHANG Jianwen, MA Haixiao, JIAN Jiahong, LIU Yueneng

(College of Artificial Intelligence, College of Automation, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, Jiangsu, China)

Abstract: To eliminate the leakage current of single-phase non-isolated photovoltaic inverter, a six-switch photovoltaic inverter topology with low leakage current was proposed. The topology consists of a voltage multiplier circuit, a common ground three-level inverter circuit and a LC output filter circuit. The combination of voltage multiplier circuit and three-level circuit effectively improves the utilization of DC-link voltage. In addition, the leakage current could be completely eliminated through the common ground treatment of the DC side and AC side of the inverter. For the proposed new single-phase non-isolated photovoltaic inverter, a new sine pulse width modulation (SPWM) scheme and a method for selecting flying capacitors were proposed by analyzing the operating modal of the circuit topology. A prototype with an output of 100 W was designed, and the correctness of the theoretical analysis was verified by simulation and experiment.

Key words: photovoltaic power generation; single-phase inverter; leakage current; non-isolated; common ground type; voltage multiplier circuit

近年来,随着环境污染问题的日益严重以及化石能源的枯竭,光伏发电作为一种清洁的、可再生的能源技术,逐渐成为解决能源危机和环境问题的关键手段之一^[1]。随着光伏发电技术的快速发展以及系统容量的不断增加,电力行业对光伏逆变器可靠性的要求也相应提高^[2-3]。传统的逆变器通常在交流侧和电网之间接入隔离变压器,以实现电气隔离^[4-5]。但是,隔离变压器具有体积大、成本高以及会导致系统功率损耗增加等一系列缺点^[6-7]。因此,不含变压器、高性能、低成

本的非隔离型光伏逆变器成为了光伏发电领域的重点研究目标^[8-9]。然而,非隔离型光伏逆变器由于缺少电气隔离,往往会产生大量的漏电流^[10-11]。漏电流的存在不仅会增加操作人员的触电风险,还可能导致逆变器的电磁干扰增加,对系统性能造成一定的影响^[12]。

针对非隔离型单相光伏逆变器的漏电流消除问题,已有许多国内外学者对此展开了研究^[13-15]。文献[13]提出了一种新型H5拓扑,通过破坏由光伏电池寄生电容、滤波电路以及大电网

基金项目:国家自然科学基金面上项目(51777098);2023年国家级大学生创新训练项目(202310293028Z)

作者简介:张建雯(2004—),女,本科,主要研究方向为电力电子与电力传动,Email:zhangjw1117@126.com

通讯作者:马海啸(1980—),男,博士,副教授,主要研究方向为电力电子与电力传动,Email:mahx@njupt.edu.cn

之间的谐振回路,有效抑制了漏电流,且降低了开关损耗,但输出电压会有较大的谐波分量。文献[14]提出了一种由共模电压决定漏电流的单相级联H5光伏逆变器,通过调节共模电压恒定,实现漏电流的抑制,但是在该拓扑中,电流通过开关管自带体二极管续流,导通损耗增大,电路稳定性降低。文献[15]提出了一种共地型逆变器拓扑结构,通过将电网中性点绕过光伏寄生电容,直接连接到光伏负极端子,从而完全消除漏电流,但是开关管控制方法较为复杂,实际应用中难以实现。

针对于上述不足,本文提出了一种低漏电流六开关光伏逆变器拓扑结构。该拓扑结构将光伏逆变器直流侧和交流侧共地处理,并加以倍压电路,在完全消除漏电流的同时,还有效提高了直流侧电压的利用率。

1 低漏电流六开关光伏逆变器拓扑结构

文中提出的低漏电流六开关光伏逆变器由6个开关管、2个快恢复二极管、5个电容和1个电感构成,其拓扑结构如图1所示。其中, U_{PV} 和 C_p 分别为光伏电池PV的直流输出电压和对地寄生电容; C_{DC} 为直流侧电容; 开关管 S_{d1} , S_{d2} 与二极管 D_d 、电容 C_d 共同组成倍压电路; 开关管 $S_{t1} \sim S_{t4}$ 、二极管 D_t 以及飞跨电容 C_t 组成三电平电路; R_L 为输出负载; 电容 C_f 和电感 L_f 构成滤波电路。

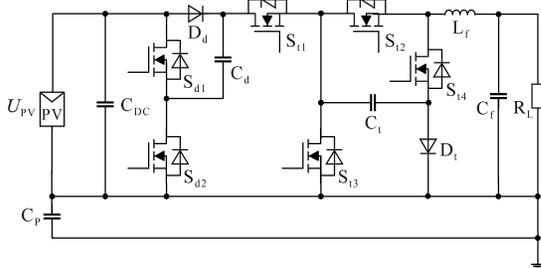


图1 低漏电流六开关光伏逆变器拓扑

Fig.1 The six-switch photovoltaic inverter topology with low leakage current

2 工作原理

基于对六开关光伏逆变器拓扑交流侧输出电压的大小和方向的分析,电路共有3种工作电平: 0 , $2U_{PV}$ 和 $-2U_{PV}$, 对应4个工作模式,如图2所示,不同工作模式下,开关管的开关状态及输出电压如表1所示。其中,逆变器的开关管状态定

义为:“1”表示开关管导通,“0”表示开关管关断。

表1 开关管开关状态及输出SPWM信号电压

Tab.1 Switch status and output SPWM signal voltage

工作模式	开关状态						输出电压
	S_{d1}	S_{d2}	S_{t1}	S_{t2}	S_{t3}	S_{t4}	
1	1	0	1	1	0	0	$2U_{PV}$
2	0	1	0	1	1	0	$0V$
3	1	0	1	0	0	1	$0V$
4	0	1	0	0	1	1	$-2U_{PV}$

工作模式1:如图2a所示,开关管 S_{d1} , S_{t1} , S_{t2} 导通, S_{d2} , S_{t3} , S_{t4} 关断。电流由光伏电池正极流出,经由 $S_{d1} \rightarrow C_d \rightarrow S_{t1}$, 分为两路:一路流过 S_{t2} 以及由 L_f 和 C_f 组成的滤波电路,回到电源负极;另一路流经 C_t 和 D_t , 回到电源负极。此时,电容 C_d 处于放电状态,飞跨电容 C_t 处于充电状态,输出信号的电压等于光伏电池电压以及电容 C_d 的电压之和,为 $2U_{PV}$ 。

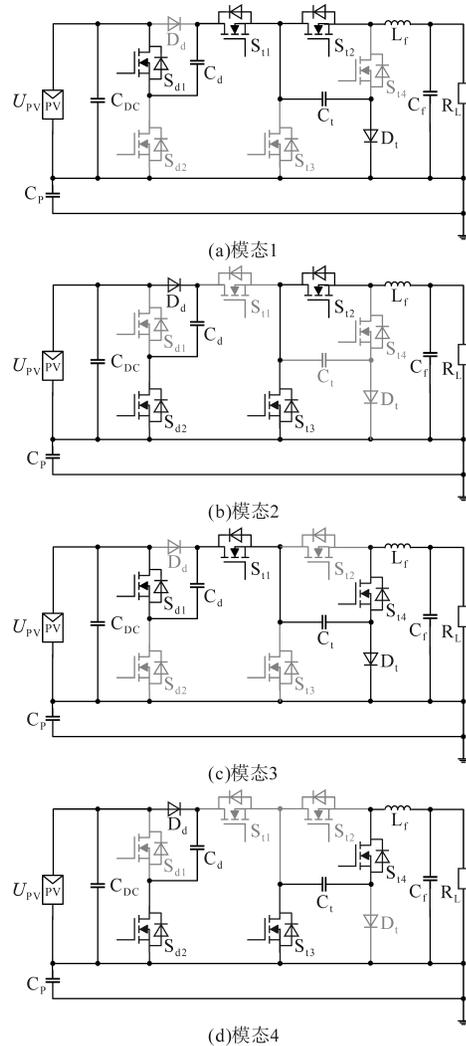


图2 低漏电流六开关光伏逆变器工作模式

Fig.2 The operating model of the six-switch photovoltaic inverter with low leakage current

工作模式2:如图2b所示,开关管 S_{d2}, S_{i2}, S_{i3} 导通, S_{d1}, S_{i1}, S_{i4} 关断。电流由光伏电池PV的正极流出,经 $D_d-C_d-S_{d2}$,流回到电源负极。同时,在电路的另一侧,电流在由 S_{i2}, S_{i3} , LC滤波电路和负载构成的回路中续流。此模式中,电容 C_d 处于充电状态,飞跨电容 C_i 处于悬空状态。由于 S_{i2} 和 S_{i3} 均处于导通状态,因此输出电压为0V。

工作模式3:如图2c所示,开关管 S_{d1}, S_{i1}, S_{i4} 导通, S_{d2}, S_{i2}, S_{i3} 关断。光伏电池PV产生的电流,流经 $S_{d1}-C_d-S_{i1}-C_i-D_i$,流回到电源负极。同时,电流通过开关管 S_{i4} 、二极管 D_i ,经滤波电路和负载 R_L ,形成续流回路。在该模式下,电容 C_d 处于放电状态,飞跨电容 C_i 处于充电状态,输出电压为0V。

工作模式4:如图2d所示,开关管 S_{d2}, S_{i3}, S_{i4} 导通, S_{d1}, S_{i1}, S_{i2} 关断。电流自光伏电池PV的正极流出,经 $D_d-C_d-S_{d2}$,流回到电源负极。另一侧,电流在由开关管 S_{i3}, S_{i4} 、飞跨电容 C_i 以及LC滤波器和负载构成的回路中续流。此模式中,电容 C_d 处于充电状态,飞跨电容 C_i 处于放电状态,输出电压等于飞跨电容 C_i 的电压,为 $-2U_{pv}$ 。

3 闭环控制策略

本文采取闭环控制方式来控制光伏逆变器的工作,通过检测实际输出电压与期望输出标准正弦信号之间的误差,实时调整输出,保证输出电压的正弦性和稳定性,控制原理如图3所示。图中, u_r 为滤波前输出SPWM信号, u_o 为滤波后输出电压, u_{ref} 为标准正弦调制波, u_s 为SPWM调制波。将标准正弦调制波 u_{ref} 与滤波后的输出正弦波 u_o 相比较,通过PI控制器得到调制波 u_s ,经SPWM调制策略以及逻辑运算得到开关管 S_{d1}, S_{d2} 以及 $S_{i1} \sim S_{i4}$ 的调制信号 L_{sd1}, L_{sd2} 和 $L_{si1} \sim L_{si4}$,从而调节6个开关管的开关状态以实现直流电 U_{pv} 的逆变,在负载侧产生输出电压 u_o ,形成闭环控制。

对于SPWM调制,本文基于对光伏逆变器中6个开关管的开关状态的分析,设计一种新的SPWM策略用于上述PI闭环控制系统中,如图4所示。采用单极性脉宽调制的方法,将正三角载波 u_{i1} 、负三角载波 u_{i2} 以及零电平分别与正弦调制波 u_s 交截,记为输入信号A,B,C。当正弦波 u_s 大于三角载波 u_{i1}/u_{i2} 时,输出1;当正弦波 u_s 小于三角载波 u_{i1}/u_{i2} 时,输出0;当正弦波 u_s 大于零电平时,输出1;当正弦波 u_s 小于零电平时,输出0,得到的输

入信号A,B,C的波形如图5所示。通过下式中的数学逻辑关系得到开关管 S_{d1}, S_{d2} 和 $S_{i1} \sim S_{i4}$ 的调制信号分别为 L_{sd1}, L_{sd2} 以及 $L_{si1} \sim L_{si4}$:

$$\begin{cases} L_{sd1} = L_{si1} = \bar{L}_{sd2} = \bar{L}_{si3} = A + B\bar{C} \\ L_{sd2} = \bar{L}_{si4} = C \end{cases} \quad (1)$$

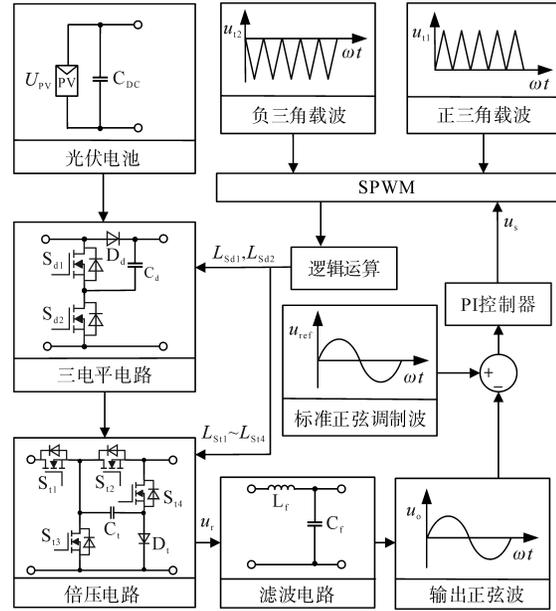


图3 PI闭环控制原理图

Fig.3 Closed-loop PI control schematic diagram

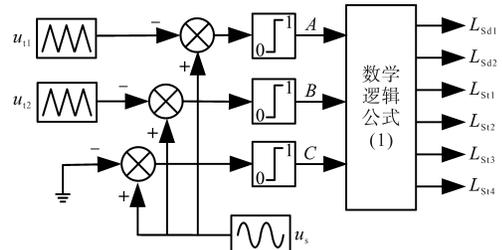


图4 SPWM策略

Fig.4 SPWM modulation strategy

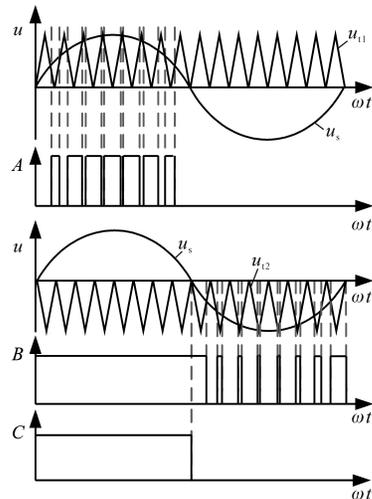


图5 输入信号

Fig.5 Input signals

4 飞跨电容的设计

在光伏逆变器工作的负半周期,飞跨电容向负载 R_L 供电,且飞跨电容 C_t 释放的能量与负载 R_L 消耗的能量近似相等。基于能量守恒原理,得到:

$$\frac{1}{2}C_t(u_{dt1}^2 - u_{dt2}^2) = \int_{t_0}^{t_0 + \Delta t} \frac{u_o^2}{R_L} dt \quad (2)$$

式中: u_{dt1}, u_{dt2} 分别为飞跨电容 C_t 放电前、后的电压; u_o 为负载 R_L 的电压; $t_0, \Delta t$ 分别为飞跨电容 C_t 放电的开始时刻和持续时间。

当 u_o 达到峰值时,飞跨电容 C_t 放电前、后的电压差达到最大值,此时飞跨电容 C_t 可以表示为

$$C_t = \frac{1}{f_t R_L} \frac{U_o^2}{u_{dt1}^2 - u_{dt2}^2} \quad (3)$$

式中: U_o 为输出电压 u_o 的有效值; f_t 为开关频率。飞跨电容 C_t 的容值越小,电容充放电前、后电压变化越大,输出波形质量越差;但若飞跨电容 C_t 的容值过大,成本会较高。文中设置 $u_{dt1}=200\text{ V}$, $f_t=30\text{ kHz}$, $R_L=121\ \Omega$, $U_o=110\text{ V}$, $U_{pv}=100\text{ V}$ 。综合考虑,选取 $u_{dt2}=199.98\text{ V}$,电容 C_t 充放电前、后电压变化量只有 0.02 V ,输出波形较光滑,此时 $C_t=417\ \mu\text{F}$ 。此外,在工作模式3中,电容 C_t 充电后的最大电压可达 $2U_{pv}$,考虑到2倍安全裕量,文中选用 $470\ \mu\text{F}/400\text{ V}$ 的电容。

类似的,在逆变器工作的正半周期,电容 C_{DC} 和 C_d 向负载 R_L 供电,两个电容释放的能量近似等于负载 R_L 消耗的能量,可以得到:

$$\frac{1}{2}C_{DC}(u_{DC1}^2 - u_{DC2}^2) + \frac{1}{2}C_d(u_{d1}^2 - u_{d2}^2) = \int_{t_1}^{t_1 + \Delta t} \frac{u_o^2}{R_L} dt \quad (4)$$

式中: u_{DC1}, u_{DC2} 分别为电容 C_{DC} 放电前、后的电压; u_{d1}, u_{d2} 分别为电容 C_d 放电前、后的电压; t_1 为电容放电的开始时刻。

C_{DC} 和 C_d 分别向负载 R_L 提供相同大小的能量,即

$$C_{DC}(u_{DC1}^2 - u_{DC2}^2) = C_d(u_{d1}^2 - u_{d2}^2) = \int_{t_1}^{t_1 + \Delta t} \frac{u_o^2}{R_L} dt \quad (5)$$

当输出电压 u_o 达到峰值时,可得电容 C_{DC} 和 C_d 分别为

$$C_{DC} = \frac{1}{2f_t R_L} \frac{U_o^2}{u_{DC1}^2 - u_{DC2}^2} \quad (6)$$

$$C_d = \frac{1}{2f_t R_L} \frac{U_o^2}{u_{d1}^2 - u_{d2}^2} \quad (7)$$

文中设置 $u_{DC1} = u_{d1} = 100\text{ V}$,考虑到波形质量以及成本等因素,选取 $u_{DC2} = u_{d2} = 99.96\text{ V}$,电容 C_{DC} 和 C_d 放

电前、后的电压变化 0.04 V 。电容 C_{DC} 与光伏电池并联,其电压等于光伏电池电压 U_{pv} ;电容 C_d 由光伏电池充电,最大电压为 U_{pv} 。考虑到电容的耐压性能,文中采取2倍安全裕量,选择电容 C_{DC} 和 C_d 的参数为 $220\ \mu\text{F}/200\text{ V}$ 。

5 仿真结果

为了验证文中所提出的低漏电流六开关光伏逆变器的性能,在Matlab/Simulink中搭建了相应的仿真模型,仿真参数如表2所示。此外,在相同输入电压和负载条件下,对文献[2]中提出的带飞跨电容的单相光伏逆变器进行了对比仿真。对于本文提出的低漏电流六开关光伏逆变器,6个开关管 S_{d1}, S_{d2} 以及 $S_{t1} \sim S_{t4}$ 的控制信号如图6a所示,开关管 S_{d1} 和 S_{t1} 的控制信号相同, S_{d2} 和 S_{t3} 的控制信号相同, S_{t2} 和 S_{t4} 的控制信号相反。额定功率下,低漏电流六开关光伏逆变器的输出电压 u_o 、输出电流 i_o 、滤波前SPWM电压 u_t 和漏电流 i_c 波形如图6b所示,文献[2]所提出的带飞跨电容的单相光伏逆变器的仿真波形如图7所示。

表2 仿真参数

Tab.2 Simulation parameters

参数	数值	参数	数值
直流侧输入电压 U_{pv}/V	100	飞跨电容 $C_t/\mu\text{F}$	470
输出电压有效值 U_o/V	110	开关频率 f_t/kHz	30
输出频率 f/Hz	50	滤波电感 L_f/mH	5.2
单相额定功率 W	100	滤波电容 $C_f/\mu\text{F}$	10
直流侧电容		对地寄生电容	
$C_{DC}/\mu\text{F}$	220	C_f/nF	100
电容 $C_d/\mu\text{F}$	220	交流侧负载 R_L/Ω	121

在输入电压为 100 V 的同等条件下,本文提出的低漏电流六开关光伏逆变器的输出电压有效值为 110 V ,输出电流有效值为 0.91 A ,直流侧电压的利用率为 155.56% ;文献[2]所提出的带飞跨电容的单相光伏逆变器的输出电压幅值为 55 V ,输出电流有效值为 0.45 A ,电压利用率为 77.78% ,仅为低漏电流六开关光伏逆变器电压利用率的 50% 。同时,低漏电流六开关光伏逆变器滤波前SPWM电压 u_t 的幅值在 $-200\text{ V}, 0\text{ V}, 200\text{ V}$ 之间切换,为输入电压 U_{pv} 的2倍,实现了电压的倍增;而文献[2]中提出的光伏逆变器的SPWM电压在 $-100\text{ V}, 0\text{ V}, 100\text{ V}$ 之间切换,无倍压效果。如图6b和图7所示,两个仿真中,光伏逆变器的漏电流 i_c 均达到0,二者均具有消除漏电流的能力。此外,从输出波形质量来看,本文提出的低

漏电流六开关光伏逆变器更佳。

综上,本文提出的低漏电流六开关光伏逆变器不仅可以消除漏电流,且与文献[2]所提出的带飞跨电容的单相光伏逆变器相比,还实现了电压的倍增,提高了直流侧电压的利用率,且波形质量更好。

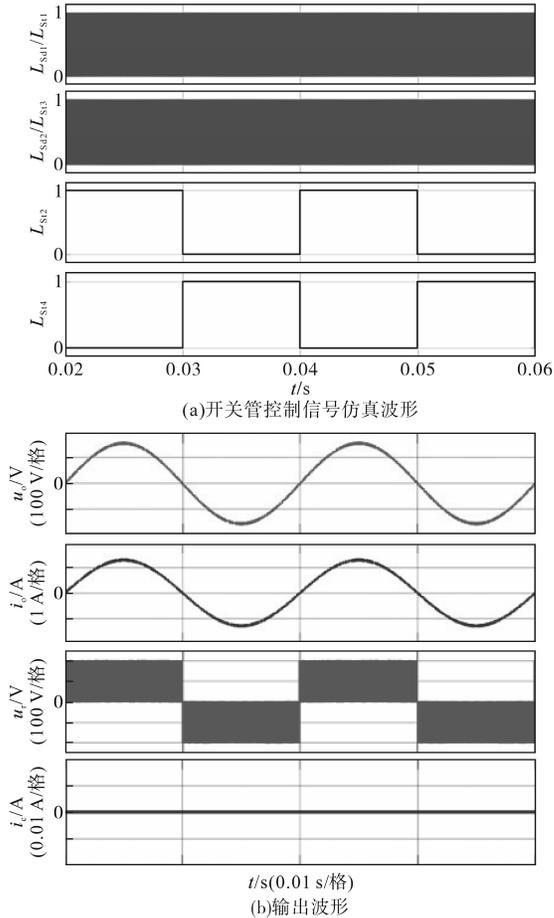


图6 低漏电流六开关光伏逆变器的仿真波形

Fig.6 Simulation waveforms of six-switch photovoltaic inverter with low leakage current

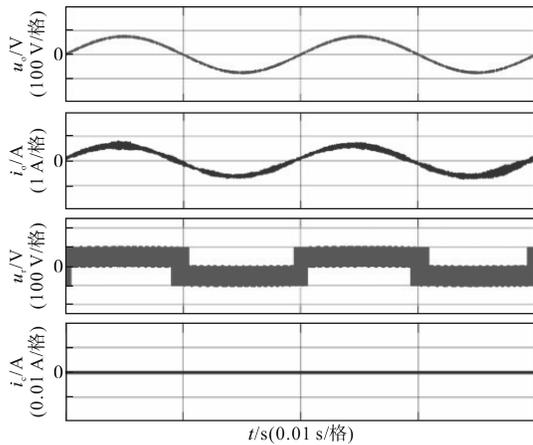


图7 文献[2]中带飞跨电容的单相光伏逆变器的仿真波形

Fig.7 Simulation waveforms of single-phase PV inverter with flying capacitor in reference[2]

6 实验结果

为了进一步验证文中提出的低漏电流六开关光伏逆变器拓扑的性能,搭建一台输出100 W的原理样机,实验参数设计以及开关管 S_{d1} , S_{d2} 和 $S_{11} \sim S_{14}$ 的控制信号与仿真部分相同,开关管选择英飞凌公司的SPW16N50C3型号。实验得到的输出电压 u_o 和输出电流 i_o 如图8a所示,输出电压 u_o 的幅值为153.7 V,有效值为108.7 V,相较于输入电压100 V,有效提高了电压利用率;输出电流 i_o 的幅值则为1.27 A,其有效值为0.90 A,波形质量较好。输出SPWM电压波形 u_r 如图8b所示,幅值为200 V,黑框部分波形的放大图如图8c所示。漏电流 i_c 保持为0,如图8d所示。相较于传统全桥逆变器,文中设计的低漏电流六开关光伏逆变器拓扑不仅能提高直流侧电压的利用率,还能显著降低漏电流,有效增强了逆变器的安全性和可靠性。

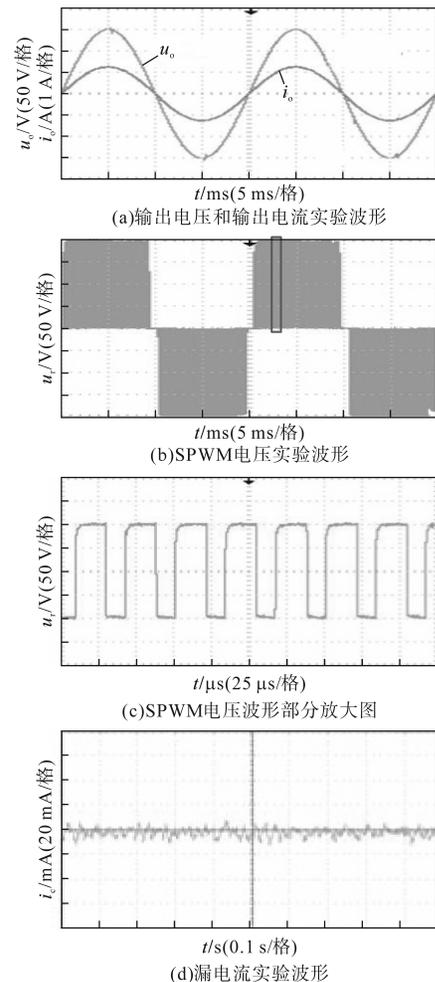


图8 实验波形

Fig.8 Experimental waveforms

逆变器的变换效率曲线如图9所示,满载时逆变器的效率可达96.46%。

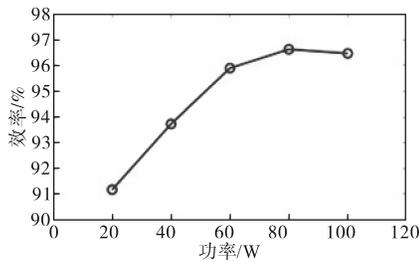


图9 效率曲线

Fig.9 Efficiency curve

7 结论

文中提出了一种低漏电流六开关光伏逆变器,通过将逆变器的直流侧和交流侧共地处理,实现了漏电流的消除。此外,倍压电路的设计,有效提高了直流侧电压的利用率。通过对电路工作原理的分析,文中给出了一种新的单极性SPWM调制方案。仿真和实验验证了所提出光伏逆变器拓扑在提高直流侧电压的利用率和消除漏电流方面的有效性。

参考文献

- [1] SASTRY J, BAKAS P, KIM H, et al. Evaluation of cascaded H-bridge inverter for utility-scale photovoltaic systems[J]. *Renewable Energy*, 2014, 69(2): 208-218.
- [2] 杨晗露, 马海啸, 蒋天健, 等. 一种带飞跨电容的单相光伏逆变器[J]. *电源技术*, 2024, 48(1): 156-160.
YANG Hanlu, MA Haixiao, JIANG Tianjian, et al. A single phase PV inverter with flying capacitor[J]. *Chinese Journal of Power Sources*, 2024, 48(1): 156-160.
- [3] SUN Y, LIU Y, SU M, et al. Topology and control of a split-capacitor four-wire current source inverter with leakage current suppression capability[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(12): 10803-10814.
- [4] TANG Y, YAO W, LOH P, et al. Highly reliable transformerless photovoltaic inverters with leakage current and pulsating power elimination[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(2): 1016-1026.
- [5] 殷伟斌, 丁一岷, 范明, 等. 一种共地型高增益无变压器光伏逆变器[J]. *电源学报*, 2024, 22(2): 132-138.
YIN Weibin, DING Yimin, FAN Ming, et al. Common-ground-type high-gain transformerless photovoltaic inverter[J]. *Journal of Power Supply*, 2024, 22(2): 132-138.
- [6] 肖华锋, 杨晨, 谢少军. 基于改进型全桥电路的非隔离光伏并网逆变器[J]. *中国电机工程学报*, 2011, 31(3): 40-46.
XIAO Huafeng, YANG Chen, XIE Shaojun. A transformerless PV grid-connected inverter based on improved full bridge topology[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2011, 31(3): 40-46.
- [7] ARDASHIR J F, SABAH M, HOSSEINI S H, et al. A single-phase Transformerless inverter with charge pump circuit concept for grid-tied PV applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(7): 5403-5415.
- [8] KUMAR K S, KIRUBAKARAN A, SUBRAHMANYAM N. Bi-directional clamping-based H5, HERIC, and H6 transformerless inverter topologies with reactive power capability[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2020, 56(5): 5119-5128.
- [9] SIWAKOTI Y P, BLAABJERG F. Common-ground-type transformerless inverters for single-phase solar photovoltaic systems [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(3): 2100-2111.
- [10] 唐圣学, 宋声远, 姚芳. 抑制漏电流的非隔离电流型光伏并网逆变器[J]. *电测与仪表*, 2021, 58(1): 54-61.
TANG Shengxue, SONG Shengyuan, YAO Fang. A transformerless current source photovoltaic grid-connected inverter for leakage current suppression[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2021, 58(1): 54-61.
- [11] ISLAM M, MEKHILEF S. H6-type transformerless single-phase inverter for grid-tied photovoltaic system[J]. *IET Power Electronics*, 2015, 8(4): 636-644.
- [12] VÁZQUEZ N, ROSAS M, HERNÁNDEZ C, et al. A new common-mode transformerless photovoltaic inverter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(10): 6381-6391.
- [13] 王海娜. 一种新型H5拓扑非隔离光伏并网逆变器研究[J]. *电力电子技术*, 2018, 52(10): 112-114.
WANG Haina. Research on a novel non-isolated photovoltaic grid-connected inverter based on H5 topology[J]. *Power Electronics*, 2018, 52(10): 112-114.
- [14] 张志文, 周滔, 刘军, 等. 三相无变压器型H7光伏逆变器漏电流分析抑制[J]. *电源学报*, 2018, 16(4): 107-112.
ZHANG Zhiwen, ZHOU Tao, LIU Jun, et al. Analysis and inhibition of leakage current for three-phase transformerless H7 photovoltaic inverter[J]. *Journal of Power Supply*, 2018, 16(4): 107-112.
- [15] KADAM A, SHUKLA A. A multilevel transformerless inverter employing ground connection between PV negative terminal and grid neutral point[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(11): 8897-8907.

收稿日期:2024-09-24

修改稿日期:2024-11-04